

(11)特許出願公開番号

特開平9-233049

(43)公開日 平成9年(1997)9月5日

A

D

A

審査請求 未請求 請求項の数 3 OL (全 9 頁)

(21)出願番号 特願平8-41123

(22)出願日 平成8年(1996)2月28日

(71)出願人 000004226

日本電信電話株式会社

東京都新宿区西新宿三丁目19番2号

(72) 発明者 諏訪 敬祐

東京都新宿区西新宿三丁目19番2号 日本
電信電話株式会社内

(72)発明者 岡本 英明

東京都新宿区西新宿三丁目19番2号 日本
電信電話株式会社内

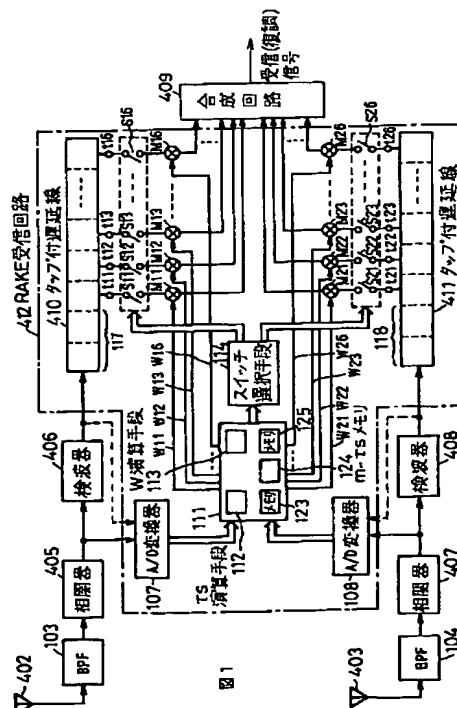
(74)代理人 弁理士 草野 卓

(54) 【発明の名称】 符号分割多元接続通信用受信装置

(57) 【要約】

【課題】 遅延波の広がりにより所要品質の最低受信レベルが変化する。

【解決手段】 相關器４０５、４０７の出力がＡ／Ｄ変換され、１チップ周期Ｔ_cごとに相關出力レベルがそれぞれ検出され、その検出レベルにより遅延スプレッドτ_sを求め、そのτ_sにより最適タップ数ｍをメモリ１２４から読出し、遅延線４１０、４１１の各ｍ個のタップから遅延信号を取出し、最大比合成して合成回路４０９から復調出力を得る。



BEST AVAILABLE COPY

1

【特許請求の範囲】

【請求項1】 n 個 (n は1以上の整数) のアンテナからの受信信号を n 個の相関器で同一拡散符号によりそれぞれ逆拡散し、

上記 n 個の逆拡散出力をそれぞれ n 個の検波器で検波し、

上記 n 個の検波出力を n 個の遅延手段でそれぞれ上記拡散符号の1チップ周期ずつ順次遅延した m 個 (m は2以上の整数) の遅延信号を得、

これら遅延信号を合成回路で合成する符号分割多元接続通信用受信装置において、

上記 n 個の相関器の少くとも1個の順次上記1チップ周期ずれた k 個 ($k \geq m$ を満す整数) の出力のレベルを検出するレベル検出手段と、

このレベル検出手段よりの検出レベルにより遅延波の広がりを出算する演算手段と、

この演算手段により算出された遅延波の広がり値により、上記 n 個の各遅延手段から取り出す遅延信号の数 m を変更する窓幅変更手段と、

を具備することを特徴とする符号分割多元接続通信用受信装置。

【請求項2】 n 個 (n は1以上の整数) のアンテナからの受信信号を n 個の検波器でそれぞれ検波し、

上記 n 個の検波出力を n 個の相関器で同一拡散符号によりそれぞれ逆拡散し、

上記 n 個の逆拡散出力を n 個の遅延手段でそれぞれ上記拡散符号の1チップ周期ずつ順次遅延した m 個 (m は2以上の整数) の遅延信号を得、

これら遅延信号を合成回路で合成する符号分割多元接続通信用受信装置において、

上記 n 個の相関器の少くとも1個の順次上記1チップ周期ずれた k 個 ($k \geq m$ を満す整数) の出力のレベルを検出するレベル検出手段と、

上記レベル検出手段よりの検出レベルにより遅延波の広がりを出算する演算手段と、

この演算手段により算出された遅延波の広がり値により、上記 n 個の各遅延手段から取り出す遅延信号の数 m を変更する窓幅変更手段と、

を具備することを特徴とする符号分割多元接続通信用受信装置。

【請求項3】 上記 n の遅延手段より上記各 m 個の遅延信号よりなる $n \times m$ 個の遅延信号からそのレベルが大きい順に j 個 ($2 \leq j \leq n \times m$ を満す整数) を選択して上記合成回路へ供給する選択手段を具備することを特徴とする請求項1又は2記載の符号分割多元接続通信用受信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 この発明は例えば移動通信の基地局と移動局との間に用いられる符号分割多元接続通

2

信 (CDMA) においてパシダイバシチの効果が得られるようにした符号分割多元接続通信用受信装置に関する。

【0002】

【従来の技術】 図6に従来の符号分割多元接続通信方式 (以下ではスペクトラム拡散通信方式と呼ぶ) を示す。スペクトラム拡散送信機404において情報信号で例えばBPSK変調し、その変調出力信号を拡散符号により直接スペクトラム拡散を行い、その拡散出力信号を高周波帯の信号に変換してアンテナ401より送信する。この送信信号をスペクトラム拡散受信機400の二つのアンテナ402、403で受信し、これら受信信号を図に示していないが必要に応じて中間周波帯の信号に変換した後、相関器405、407でそれぞれ送信機404の拡散符号と同一の拡散符号により逆拡散する。これら相関器405、407としてはマッチドフィルタ又はスライディング相関器が用いられる。

【0003】 これら相関器405、407の各出力を検波器406、408でそれぞれ検波してレーク (RAKE) 受信器412に供給する。検波器406、408としては同期検波器、遅延検波器などが用いられる。RAKE受信器412において検波器406、408の各検波出力はそれぞれタップ付遅延線410、411へ供給され、その各タップから、相関器405、407の拡散符号の1チップ周期 T_c ずつ順次遅延された遅延信号が得られ、これら遅延信号は合成回路409で合成されて出力される。以下ではタップ付遅延線410、411の各タップ数 m を窓幅 m と記す。上記合成はその遅延信号の振幅レベルに比例した重み付けを行って合成する最大比合成と、重み付けを行わず (重みを全て1として) 合成する等利得合成とがある。相関器405、407がマッチドフィルタの場合そのタップ間の遅延時間と、遅延線410、411のタップ間の遅延時間とは等しくされる。

【0004】 アンテナ402および403によって受信された遅延波信号の全てが合成回路412に入力されるのではなく、タップ付遅延線410および411のタップ数に応じた数の信号が、受信入力順に入力される。例えば、アンテナ402および403によって受信された信号の中でタップ付遅延線410および411のタップ数が各6タップで構成される場合、合成回路412には図7に示すように各遅延波信号の逆拡散検波出力中の相関検出レベル $a_1 \sim a_6$ および相関検出レベル $b_1 \sim b_6$ の各6つの信号 (計12信号) が入力される。

【0005】 このように、多重波伝搬によるフェージングを受けた統計的に独立な遅延波 (以下、パスと呼ぶ) を複数のアンテナ (以下、ブランチと呼ぶ) で受信して、合成するパス数を増加させることによって通信品質の向上を図っている。このパシダイバシチおよび空間ダイバシチを併用し通信品質の改善を図ることは有効

3

である。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】しかし前記パスダイバーシチ及び空間ダイバーシチの併用による通信品質が必ずしも期待するように得られないことがあった。この点を解明するため以下に述べるように種々の実験研究を行った。図8は主波に対する遅延波の遅延時間差を横軸に、主波に対する遅延波の相対レベルを縦軸にとったときの遅延波特性曲線（遅延波の集りの形状）を示した図

$$\tau_s = \sqrt{(\sum (\tau_i - \tau_A)^2 P(\tau_i) / \sum P(\tau_i))}$$

$$\tau_A = \sum \tau_i P(\tau_i) / \sum P(\tau_i) \quad (1)$$

Σ は何れも $i = 1$ から N まで

ここで、 τ_i : i 番目の遅延波の伝搬遅延時間、 $P(\tau_i)$: i 番目の遅延波の電力である。

【0007】上記遅延波の広がり形状が指数関数型であるとき、主波からの遅延時間差が大きくなるほどレベルは低下する。遅延波の信号成分の電力を S 、受信機の熱雑音電力を N と表現すると、 N は一定であるので主波の平均 S/N が最大であり、主波に対する遅延時間差の大きい遅延波 S の値は小さくなるのでその遅延波の平均 S/N は低下する。さらに、移動通信では、フェージングにより、信号レベルが数十 dB にわたって変動するため信号電力と受信機雑音電力が逆転する場合が生じる。図9(a)は遅延スプレッド τ_s を一定とし、窓幅 m をパラメータとしたときの受信レベルに対する誤り率特性である。窓幅 m により誤り率特性がかわることがわかる。図9(b)は図9(a)において所要品質を得る最低受信レベルを窓幅 m をパラメータにして求めた図である。この最低受信レベルを最小とする窓幅 m_w が存在する。遅延スプレッド τ_s が小さいときは窓幅 m の最適値は小さく、遅延スプレッド τ_s が大きいときは窓幅 m の最適値は大きい。最適値が存在する理由は、窓幅 m を大きくし過ぎると、雑音電力が信号電力より大きい場合の相関器出力まで合成することになり、通信品質が劣化し、窓幅を小さくし過ぎると、有効な遅延波信号電力を合成できないため通信品質が劣化するからである。従来のスペクトラム拡散通信方式における受信装置では、窓幅が一定であるため、多様な伝搬特性、特に遅延特性に対応して最大のダイバーシチ効果が期待できないという問題があった。

【0008】また従来は遅延線の連続する窓幅 m 分のタップ位置からの遅延信号を合成回路へ供給していた。このため例えば窓幅 $m = 3$ の場合で図7に示す信号が入力された場合は、従来において信号 a_1, a_2, a_3 と信号 b_1, b_2, b_3 とが合成回路へ供給される。しかし、信号 a_2 より a_4 の方が大きなレベルであり、この a_4 は利用されず、この点において従来は入力信号を有効に利用しておらず、それだけダイバーシチ効果が十分期待できなかった。この点を改善するため従来において、合成回路へ供給する遅延波信号の数が各遅延線 4 1

4

である。実際の多重波伝搬環境下においては、図8に示したように到来する遅延波は広がりをも有し、この特性曲線の形状は指数関数型となる。多重波伝搬における遅延波の広がりを定量的に表す量として、遅延スプレッド τ_s が用いられる。遅延スプレッド τ_s とは、到来する各電波を受信電力で重み付けした、平均伝搬遅延時間差の回りの2次モーメントの平方根であり、次式で表される。(文献：わかりやすいパーソナル通信技術 オーム社 p. 70)

0, 4 1 1 から供給する遅延波信号の数が4、つまり窓幅 $m = 2$ の場合に窓幅 m を例えば3とし、遅延線 4 1 0, 4 1 1 から得られる計6つの遅延波信号 $a_1 \sim a_3, b_1 \sim b_3$ からレベルが大きい順に4つ、この例では b_1, b_2, a_1, b_3 を合成回路へ供給するようにしたものもある。しかしこのようにしても、合成回路へ供給する遅延波信号の数は一定であるため、遅延スプレッド τ_s が例えば小さい場合は、供給遅延波信号の数が多過ぎると、通信品質の劣化をきたすことは容易に理解されよう。

【0009】この発明は上記問題に鑑み遅延波の広がりを検出し、この値に対応して窓幅を最適に制御することによってダイバーシチ効果を有効に引き出すことができる受信装置を提供することを目的とする。この発明は更に遅延波の広がりに応じて窓幅を最適に制御すると共に受信入力順に無関係に受信レベルの大きい信号を取り出して合成することによりダイバーシチ効果を有効に引き出すことができる受信装置を提供することを目的とする。

【0010】

【課題を解決するための手段】請求項1の発明によれば、 n 個 (n は1以上の整数) のアンテナからの受信信号を n 個の相関器で同一拡散符号により、それぞれ逆拡散し、この n 個の逆拡散出力をそれぞれ n 個の検波器で検波し、この n 個の検波出力を n 個の遅延手段でそれぞれ上記拡散符号の1チップ周期ずつ順次遅延した m 個 (m は2以上の整数) の遅延信号を得、これら遅延信号を合成回路で合成する符号分割多元接続通信用受信装置において、上記 n 個の相関器の少なくとも1つの1チップ周期順次ずれた k 個 ($k \geq m$ を満たす整数) の出力のレベルを検出するレベル検出手段と、このレベル検出手段により検出した k 個のレベルを用いて遅延波の広がりを算出する演算手段と、この演算手段により算出された遅延波の広がりの値により、上記 n 個の各遅延手段から取り出す遅延信号の数 m を変更する窓幅変更手段とを具備する。

【0011】請求項2の発明によれば n 個 (n は1以上の整数) のアンテナからの受信信号を n 個の検波器でそれぞれ検波し、この n 個の検波出力を n 個の相関器で同

5

一拡散符号によりそれぞれ逆拡散し、この n 個の逆拡散出力を n 個の遅延手段でそれぞれ拡散符号の1チップ周期ずつ順次遅延した m 個(m は2以上の整数)の遅延信号を得、これら遅延信号を合成回路で合成する符号分割多元接続通信受信装置において、 n 個の相関器の少くとも1個の順次1チップ周期ずれた k 個($k \geq m$ を満たす整数)の出力のレベルを検出するレベル検出手段と、そのレベル検出手段よりの検出レベルにより遅延波の広がりを出算する演算手段と、この演算手段により算出された遅延波の広がり値により、 n 個の各遅延手段から取り出す遅延信号の数 m を変更する窓幅変更手段とを具備する。

【0012】請求項3の発明によれば、請求項1又は2の発明において、上記 n 個の遅延手段からの各 m 個の遅延信号、つまり $n \times m$ 個の遅延信号からそのレベルが大きい順に j 個($2 \leq j \leq n \times m$ を満たす整数)を選択して合成回路へ供給する選択手段を具備する。

【0013】

【発明の実施の形態】図1にアンテナ数 $n=2$ 、遅延線タップ数 $m=6$ の場合に適用した請求項1の発明の実施例を示し、図6と対応する部分には同一符号を付けてある。以下の説明では相関器405、407からレベル検出のために取り出す出力数 k と遅延線410、411のタップ数 m の値は等しいとする。一般的には $k \geq m$ である。アンテナ402、403で受信された信号はBPF(帯域通過フィルタ)103、104を経て相関器405、407に入力される。相関器405、407の出力はRAKE受信回路412のA/D変換器107、108にそれぞれ分岐入力され、1チップ周期 T_c ごとにそれぞれ標本化されてデジタル値に変換され、つまり相関器405、407の順次1チップ周期ずれた出力のレベルが検出されてレベル演算処理手段111内のメモリ123に格納される。メモリ123にはタップ付遅延線410の6つのタップ t_{11} 、 t_{12} 、 \dots 、 t_{16} に対応する各遅延信号の相関検出レベル a_6, a_5, \dots, a_1 及びタップ付遅延線411の6つのタップ t_{21} 、 t_{22} 、 \dots 、 t_{26} にそれぞれ得られる各遅延信号の相関検出レベル b_6, b_5, \dots, b_1 が記憶される。これらの検出レベルの値から式(1)を用いて遅延スプレッド演算手段112において、遅延スプレッド τ_s を計算する。式(1)の遅延時間 τ_i はタップ付遅延線410、411のタップ間の遅延時間(チップ周期 T_c の整数倍)に相当する。遅延スプレッド τ_s は式(1)を用いれば直接求めることができるが、図2Aに示すように遅延波の集まりの形状が指数関数型とすると、遅延波のレベルは遅延時間 τ_i と共に一定の傾きで減少する。この傾きを q とすると、遅延スプレッド τ_s を用いて $q = -(10 i T_c / \tau_s) \log(e) (dB/\mu s)$ (i :整数、 T_c :チップ周期、 $i T_c = 1 \mu s$ 、 τ_s の単位は μs)で与えられる。メモリ123に記憶された複数のレベルを用

6

いて、最小二乗近似法により、傾き q を求める。これより、逆算を行い、遅延スプレッド τ_s を算出する。遅延スプレッド τ_s を求める何れの手法においても、A/D変換器107、108の一方で検出されたレベルを用いるのみでよい。アンテナ402、403に達する遅延波の広がりほぼ等しい。A/D変換器107、108の両者からそれぞれ得られる検出レベルでそれぞれ遅延スプレッド τ_s を計算し、その平均を求めてもよい。このようにして求めた遅延スプレッド τ_s により、メモリ124に記憶された図2Bに示す遅延スプレッド τ_s と最適窓幅 m との関係テーブルから求めた遅延スプレッド τ_s に対する最適な窓幅 m を決定する。この結果はスイッチ選択手段114に入力され、タップ付遅延線410、411の各タップと直列に接続されたスイッチ $S_{11} \sim S_{16}$ 、 $S_{21} \sim S_{26}$ の対応するものをONにする。すなわち、求めた最適窓幅 m が例えば3の場合は、図3に示すようにブランチ1についてはタップ $t_{14} \sim t_{16}$ における信号が、ブランチ2についてはタップ $t_{24} \sim t_{26}$ における信号が出力されるようにスイッチ $S_{14} \sim S_{16}$ 、 $S_{24} \sim S_{26}$ をONとし、スイッチ $S_{11} \sim S_{13}$ 、 $S_{21} \sim S_{23}$ はOFFとする。つまり求めた最適窓幅を m とすると、ブランチ1についてタップ $t_{(16-(m-1))} \sim t_{16}$ における信号が、ブランチ2についてはタップ $t_{(26-(m-1))} \sim t_{26}$ における信号が出力されるようにスイッチ $S_{(16-(m-1))} \sim S_{16}$ 、 $S_{(26-(m-1))} \sim S_{26}$ をONとする。このようにして求めた遅延スプレッドと対応した窓幅 m のタップ数(位置)が取り出されて合成回路409へ供給される。この際にタイミングで検波信号の最大比合成が行われるようにタップ t_{11} 、 t_{21} の前に演算処理による時間を調整するためのタイミング調整用遅延部117、118が設けられる。なお図2Bのテーブルは、図9に示した関係を各遅延スプレッド値について求め、その結果として予め作成しておく。

【0014】ブランチ1についてタップ付遅延線410のタップ $t_{11} \sim t_{16}$ から出力された遅延信号は、A/D変換器107で算出されたレベルをもとに最大比合成重み係数演算手段113で算出された遅延信号に対する重み係数 $W_{11} \sim W_{16}$ と乗算器 $M_{11} \sim M_{16}$ においてそれぞれ乗算される。ただし、最適窓幅 m が決定されるので、乗算器 $M_{(16-(m-1))} \sim M_{10}$ が用いられる。ブランチ2についてタップ付遅延線411のタップ $t_{21} \sim t_{26}$ から出力された遅延信号は、A/D変換器108で算出されたレベルをもとに最大比合成重み係数演算手段113で算出された遅延信号に対する重み係数 $W_{21} \sim W_{26}$ と乗算器 $M_{21} \sim M_{26}$ においてそれぞれ乗算される。ただし、最適窓幅 m が決定されるので、乗算器 $M_{(26-(m-1))} \sim M_{20}$ が用いられる。最大比合成のための重みが乗算された信号は合成回路409に入力されて合成され復調信号が出力され

る。

【0015】上記の原理はアンテナ数 $n \times$ 遅延線タップ数 m の複数のパスから j 個($2 \leq j \leq n \times m$ を満す整数)のパスを選択する場合についても同様である。すなわち、例えば $n=2$ の場合上記のように最適な窓幅 m を決定した後、メモリ123の中の検出レベル $a_1 \sim a_m$ 、 $b_1 \sim b_m$ から大きい順に j 個を選択し、この j 個のレベルとタップ位置がメモリ125に記憶される。図4は $j=4$ 、 $m=3$ の場合を示している。この場合は $m=3$ でタップ $t_{14} \sim t_{16}$ 、 $t_{24} \sim t_{26}$ が選択されるが、これらタップよりの遅延信号 $a_1 \sim a_3$ 、 $b_1 \sim b_3$ のレベルは $b_1 > a_1 > b_2 > b_3 > a_3 > a_2$ なる関係にあるから、大きいものから順に b_1 、 a_1 、 b_2 、 b_3 の4組が選択されて最大比合成されて出力される。

【0016】図1中に点線で示すように検波器406、407の各検波出力をそれぞれA/D変換器107、108へ供給して、レベル検出を行ってもよい。更に送信側の処理手順によっては図5に示すように、アンテナ402、403よりの各受信信号を帯域通過フィルタ103、104をそれぞれ通し、まず検波器406、408で検波して中間周波帯の信号とし、その後相関器405、407でそれぞれ逆拡散してベースバンド信号を得てタップ付遅延線410、411へ供給してもよい。この場合は送信側でデータ信号をスペクトラム拡散した後、その拡散出力で搬送波信号を例えばBPSK変調して出力した信号を受信する場合に利用される。A/D変換器107、108によるレベル検出は相関器405、407の出力に対し行われる。その他、図1と対応する部分には同一符号を付けて重複説明は省略する。

【0017】上述では説明を簡単にするためBPSK変調信号を想定して行ったが、その他の変調信号、例えばQPSK変調信号でもよい。この場合も検波器406、408としては同期検波器、又は遅延検波器が用いられるが、何れも、直交検波器であり、同期成分出力(I出力)、直交成分出力(Q出力)の二つが得られ、これらに対して、それぞれタップ付遅延線が用いられる。つまりそれぞれI、Qの2系統となる。検波後に逆拡散する場合は相関器405、407もそれぞれI、Qの2系統が設けられる。I、Q成分について送信側で異なる拡散符号が用いられる場合は、受信装置でも検波出力のI、Q成分に対し、それぞれ送信側と同一の異なる拡散符号で逆拡散する。この異なる拡散符号の組は各アンテナの系統(ブランチ)については同一とされる。更に上述において1チップ周期ずつ順次ずれた遅延信号を得るためにタップ付遅延線を用いたが、例えばメモリを用い、その書込みに対し、読出しを順次1チップ周期ずつ遅らせるなど他の手段によってもよい。更にアンテナの数 n は2に限らず、3以上でもよいし、 n が大きい程スペースダイバーシチとパスダイバーシチの両効果が大きくな

る。 $n-1$ で、遅延波の広がりに応じて窓幅 m の数、つまりパス数を変更することにより、所要品質を得る最低受信レベルが変化し、適切な窓幅 m を設定すればよい。 $n \times m$ 個の遅延信号から取出し合成回路409へ供給する遅延信号の数 j は2個以上であればよい。

【0018】図1において、スイッチ $S_{11} \sim S_{16}$ 、 $S_{21} \sim S_{26}$ を省略し、スイッチOFFする場合は、これを直列の乗算器の重みを0としてもよい。更にこの発明は最大比合成のみならず、等利得合成としてもよい。この場合の各タップ係数の重み係数 $W_{11} \sim W_{16}$ 、 $W_{21} \sim W_{26}$ は1とするか、各乗算器 $M_{11} \sim M_{16}$ 、 $M_{21} \sim M_{26}$ を省略してもよい。上述においては受信信号の拡散帯域幅 B が一定であるとしたが、拡散帯域幅 B が異なる信号を受信する場合は、遅延スプレッド τ_s に拡散帯域幅 B を乗算した正規化遅延スプレッドと最適窓幅との関係を予め記憶しておき、受信信号の検出レベルから正規化遅延スプレッド $B\tau_s$ を求めて最適窓幅を決定してもよい。上述の相関器405、407、検波器406、408はデジタル信号処理により構成することが可能である。

【0019】上述では図2Bに示したテーブルを予め用意しておき、計算した遅延スプレッド τ_s から適切な窓幅 m を求めた。このようにする場合に限らず、図2Bに示したテーブルの生成の前提である、例えば図10Aに示すような各遅延線数 n ごとに各種正規格化遅延スプレッド τ_s に対する、ビット誤り率 10^{-3} を得る最低の E_b/N_0 特性を、窓幅 m をパラメータとしてテーブルに記憶しておき、あるいは図10Bに示すように各種正規格化遅延スプレッドに対する、誤り率 10^{-3} が得られる最低の E_b/N_0 特性を、窓幅数 m をパラメータとし、各種遅延線数 n 、また合成回路409へ供給する各種遅延信号数 P についてテーブルに予め記憶しておき、計算した遅延スプレッド τ_s により、図10Aと対応するテーブルを参照し、つまりこれら図の横軸上の遅延スプレッドの対応位置から縦軸と平行な線を上へかく時、最初に交差する曲線のパラメータ値である窓幅 m を求め、この窓幅 m を用いる。あるいは合成回路409へ供給する各種値 P のテーブルについて、計算した遅延スプレッド τ_s を通る縦線で下から最初に交差する曲線の E_b/N_0 の最小の中で最小の E_b/N_0 の P とパラメータ m を用いることもできる。また与えられたブランチ数 n と、供給遅延信号数 P とから参照テーブルを決定し、そのテーブルにおける計算した遅延スプレッドの横軸上の位置から上に上げた時に最初に交差する曲線のパラメータ数値 m を用いてもよい。

【0020】

【発明の効果】以上述べたようにこの発明によれば、遅延スプレッドに対して窓幅を最適に制御することにより、遅延波の遅延スプレッドの大小にかかわらず合成信号の S/N を常に最大とすることができる。この発明に

よれば、空間ダイバーシチとパスダイバーシチを従来よりも効果的に利用でき、通信品質の改善を図ることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】請求項1の発明の実施例を示すブロック図。

【図2】Aは遅延波の広がりにおける減衰の傾きを示す図、Bは遅延スプレッドに対する最適窓幅を示す図である。

【図3】遅延線タップ出力の例を示す図。

【図4】複数パスを選択する場合の遅延線タップ出力を示す図。

【図5】請求項2の発明の実施例を示すブロック図。

【図6】従来の符号分割多元接続用受信装置のブロック図。

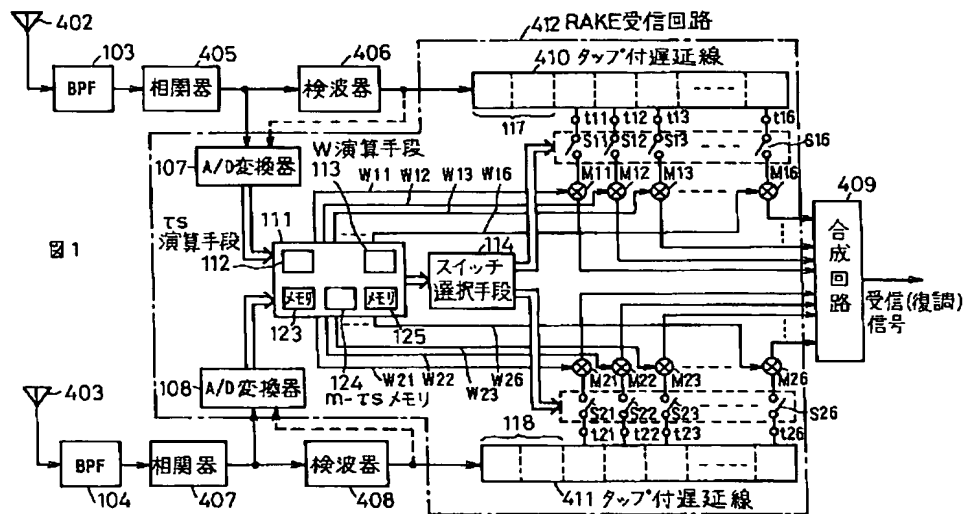
【図7】遅延線タップ出力を示す図。

【図8】遅延波の広がりを示す図。

【図9】(a)は窓幅をパラメータとして受信レベルに対する誤り率を示す図、(b)は遅延スプレッドをパラメータとして窓幅に対する所要品質を得る受信レベルを示す図である。

【図10】Aは決定窓幅 m の全ての遅延信号を合成回路へ供給する場合の窓幅 m をパラメータとする遅延スプレッドに対する最低の E_b/N_0 値を示す特性曲線図、Bはブランチ数(遅延線数) n と合成回路409へ供給する遅延信号数 P ごとの窓幅 m をパラメータとする遅延スプレッド τ_s と、所要ビット誤り率が得られる最低の E_b/N_0 との関係例を示す図である。

【図1】



【図3】

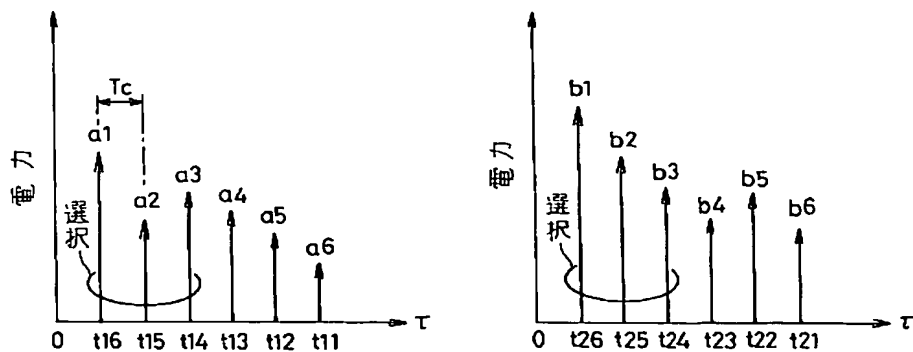
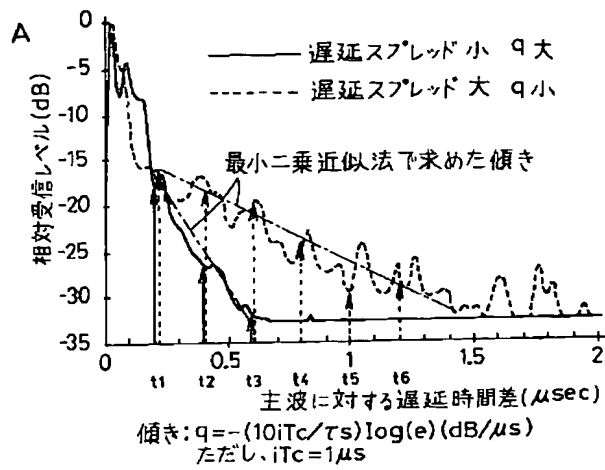


図3

【図2】



【図8】

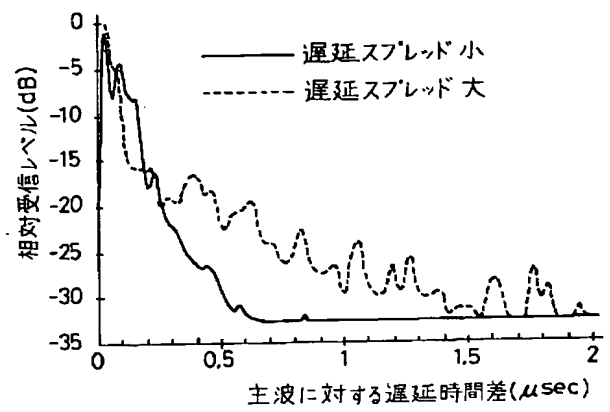


図8

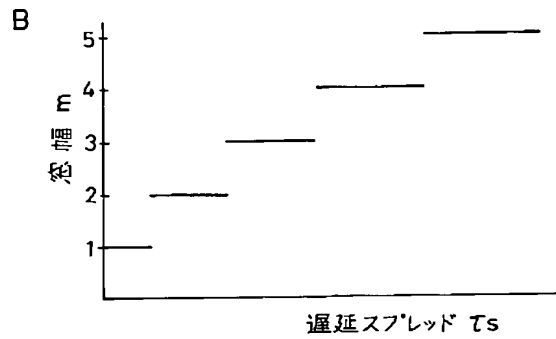


図2

【図4】

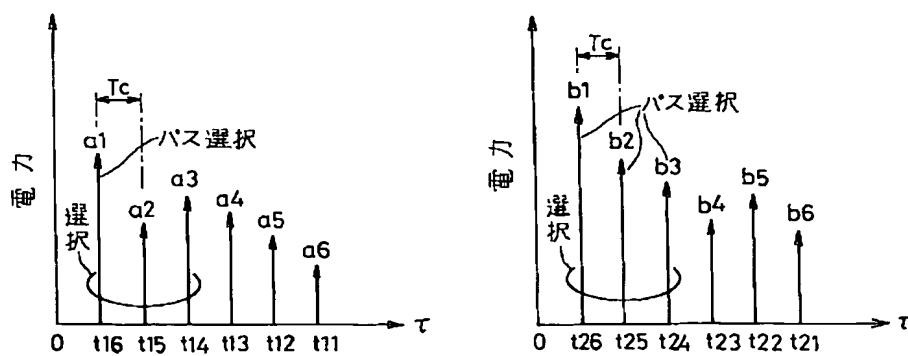


図4

【図 5】

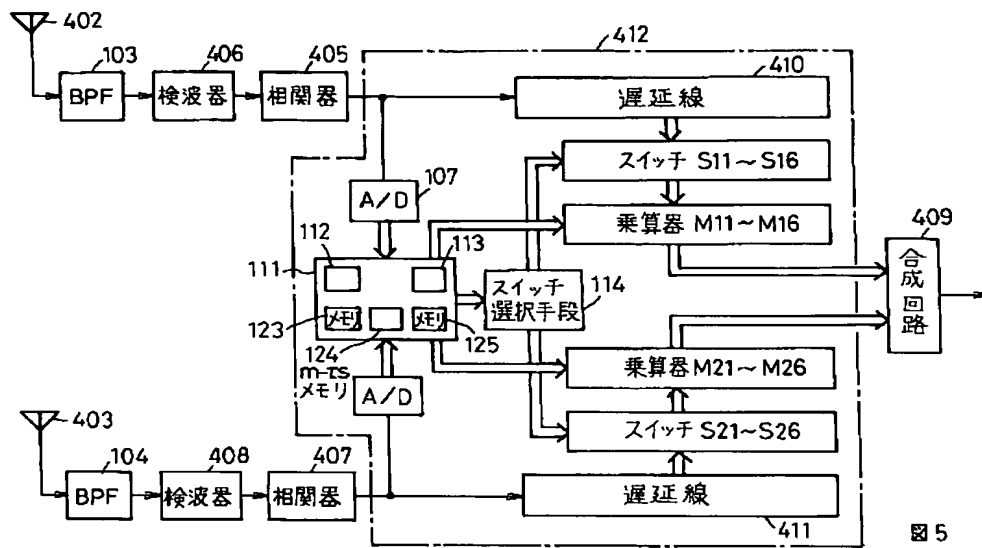


図 5

【図 6】

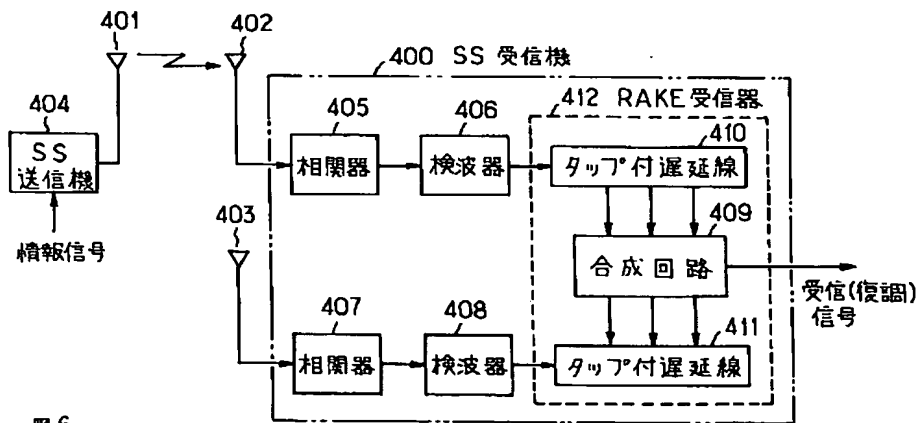


図 6

【図 7】

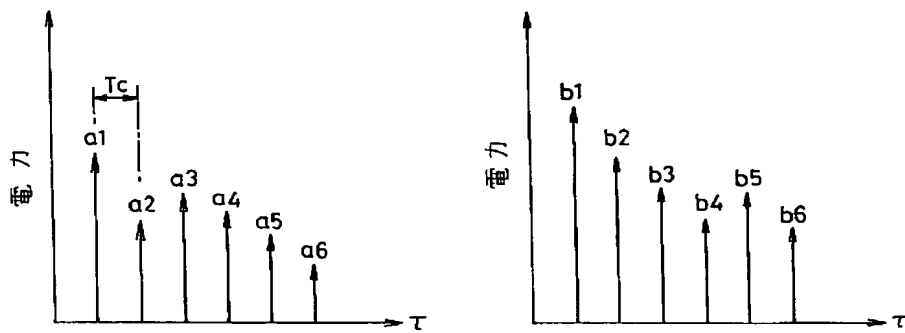


図 7

【図 9】

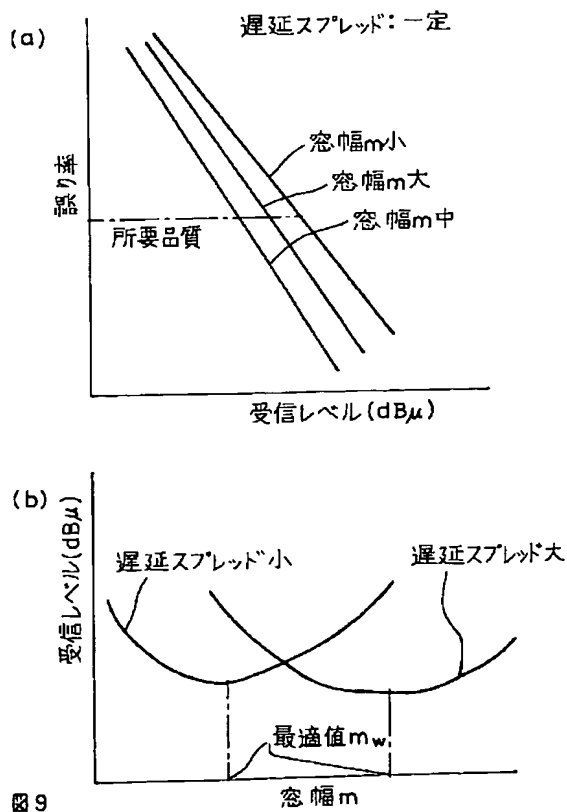


図 9

【図 10】

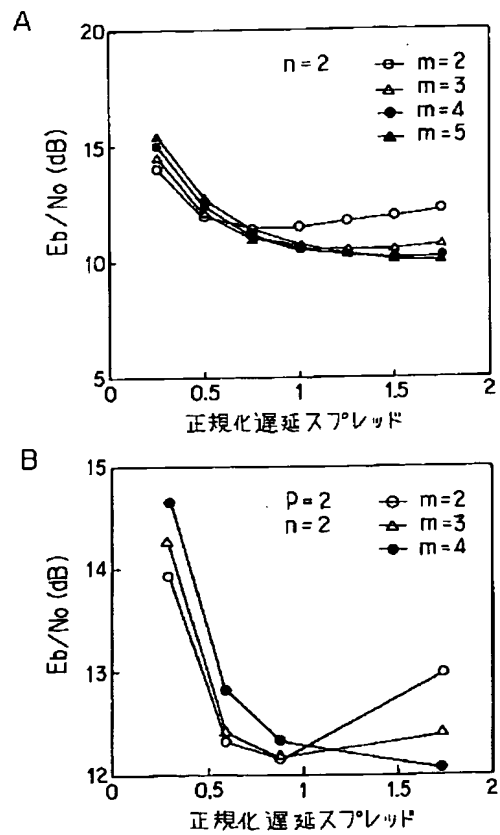


図 10

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☐ FADED TEXT OR DRAWING
- ☒ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☐ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.